

УДК 621.391

**ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ ЭВРИСТИЧЕСКИХ  
МЕТОДОВ ОПТИМИЗАЦИИ В ПРОЕКТИРОВАНИИ  
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ  
УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ**

**А.В. Смирнов**

*Московский технологический университет (МИРЭА), Москва 119454, Россия  
@Автор для переписки, e-mail: avs\_ramb@rambler.ru*

Эвристические методы оптимизации позволяют находить наилучшие или близкие к ним решения задач, не решаемых строго обоснованными методами, в частности, многоэкстремальные задачи со сложным рельефом целевой функции и задачи многокритериальной оптимизации, решением которых является фронт Парето. В настоящей статье рассматриваются примеры применения эвристических методов для поиска аппроксимаций передаточных функций радиотехнических цепей с выполнением требований одновременно к амплитудно-частотным и фазо-частотным характеристикам (АЧХ и ФЧХ), выбора координат точек сигнальных созвездий многопозиционной модуляции, синтеза импульсов в *Orthogonal Frequency Division Multiplex* (OFDM) радиолокационных систем и формирования лучей в *Multiple Input Multiple Output* (MIMO) системе связи миллиметрового диапазона. Приведенные примеры подтверждают перспективность применения рассматриваемых методов в радиотехнике и связи. Для их более широкого практического использования необходимо уделить внимание подготовке и публикации учебной и справочной литературы и разработке доступных широкому кругу пользователей программных средств.

**Ключевые слова:** оптимизация, целевая функция, показатель качества, эвристические методы, метаэвристики, фронт Парето, генетический алгоритм.

**THE PERSPECTIVES OF HEURISTIC OPTIMIZATION  
METHODS EMPLOYMENT IN A DEVELOPMENT  
OF RADIO AND TELECOMMUNICATION DEVICES  
AND SYSTEMS**

**A.V. Smirnov**

*Moscow Technological University (MIREA), Moscow 119454, Russia  
@Corresponding author e-mail: avs\_ramb@rambler.ru*

A development of radio and telecommunication devices and systems in many cases requires derivation of difficult optimization problems with multimodal goal functions having a rugged fitness landscape. Heuristic optimization methods also called metaheuristics are the efficient means for solving of such problems. In this paper, we consider some examples of

metaheuristics applications: approximation of the filter transfer functions with simultaneous optimization of amplitude and phase characteristics, optimization of the APSK signal constellations, optimal forming of the OFDM radar pulses, beamforming in the millimeter wave MIMO communication systems. These and many other examples show the preferences of heuristic algorithms: adaptability to the variations of parameter space dimension and objectives, capacity for solving of suboptimal solutions in a relatively short time, capability to solve the multiobjective optimization problems with simultaneous location of a set of Pareto optimal solutions. To actualize these preferences in engineering practice it is necessary to produce manuals, to introduce modern optimization methods in educational programs for corresponding lines and to develop the applicable software for the implementation of such methods.

**Key words:** optimization, goal function, objective, heuristic algorithms, metaheuristics, Pareto front, genetic algorithm.

### Введение

Одной из важнейших составляющих проектирования радиотехнических и телекоммуникационных устройств и систем является оптимизация объекта проектирования по одному или нескольким показателям качества (ПоК). Постановке задач оптимизации и разработке методов их решения уделялось значительное внимание на протяжении всего процесса развития радиотехники и связи [1, 2].

Задача оптимизации обычно формулируется следующим образом.

Пусть  $x = (x_1, \dots, x_n)$  – вектор параметров объекта,  $F(x)$  – целевая функция (ЦФ), характеризующая значение оптимизируемого ПоК. Далее будем считать, что по умолчанию улучшению ПоК соответствует уменьшение значения  $F(x)$ , а противоположная ситуация будет отмечаться особо. Необходимо найти значения  $x^*$  и  $F(x^*)$  такие, чтобы

$$F(x^*) = \min_{x \in X} (F(x)), \quad (1)$$

где  $X$  – множество допустимых значений  $x$ , называемое далее областью поиска, которое определяется ограничениями в виде равенств и/или неравенств на значения функций от координат  $(x_1, \dots, x_n)$ .

В математике разработаны и исследованы разнообразные методы нахождения экстремума функции в области, в которой этот экстремум единственный, то есть поиска локальных экстремумов (ЛЭ). К ним относятся методы, требующие вычисления производных второго порядка от ЦФ (например, метод Ньютона), вычисления производных только первого порядка от ЦФ (градиентные методы), а также методы, не требующие вычисления производных, а использующие только значения самой ЦФ (методы многогранника, прямого поиска и др.). Для таких методов известны классы функций, к которым они применимы, условия достижения решения и оценки скорости сходимости [3, 4]. Известны также методы поиска глобального экстремума (ГЭ) многоэкстремальных ЦФ, но для них строго доказанных результатов значительно меньше [5].

Математические методы оптимизации находят широкое применение в радиотехнике и телекоммуникациях, но круг решаемых с их помощью задач весьма ограничен, особенно в случаях многоэкстремальных ЦФ. В последнее время все шире применяются эвристические методы оптимизации (ЭМО). Они отличаются от математических мето-

дов отсутствием строго доказанных результатов об условиях существования решения, скорости сходимости и близости результата к точному значению экстремума. Поэтому ЭМО в некоторых случаях могут давать неточные и даже неправильные ответы. Однако поскольку в большинстве случаев такие алгоритмы приводят к достаточно хорошим решениям, их практическое применение оказывается целесообразным.

В настоящей статье не ставится цель дать сколько-нибудь полный обзор применений ЭМО в радиотехнике и телекоммуникациях. Объем информации по данной теме весьма велик. Так, например, обзор работ по применению таких алгоритмов только для построения адаптивных цифровых фильтров охватывает более 340 источников информации [6]. Цель представленной работы существенно уже, а именно: рассмотреть несколько примеров применения ЭМО, демонстрирующих достигаемый при этом эффект именно в части улучшения характеристик оптимизируемого объекта, а не в части достижения лучших характеристик самого метода оптимизации, что, кстати, является целью большинства публикаций по этой тематике.

Предварительно приведем некоторые основные понятия.

Методы поиска экстремумов, основанные на эвристических алгоритмах, принято называть *метаэвристиками (metaheuristics)* [7]. Такие методы, как правило, помимо собственно алгоритма поиска экстремума, включают еще средства управления, обеспечивающие последовательное или параллельное выполнение многих процессов поиска с целью нахождения ГЭ многоэкстремальной ЦФ. Можно выделить несколько классов метаэвристик.

К первому классу следует отнести различные алгоритмы с мультистартом, в которых многократно осуществляется поиск ЛЭ из разных стартовых точек и выбирается наилучший из найденных ЛЭ. Простейший вариант – случайный выбор стартовой точки каждого поиска. В более совершенных вариантах выбор стартовой точки осуществляется с учетом результатов предыдущих запусков для концентрации поиска в зонах, где нахождение ГЭ наиболее вероятно, и для предотвращения повторных попаданий в уже обследованные ЛЭ.

Ко второму классу относятся метаэвристики с параллельным выполнением процессов поиска. Здесь следует указать многочисленные варианты генетического алгоритма (ГА), методы имитации коллективного поведения типа PSO (*Particle Swarm Organization*) или АСО (*Ant Colony Optimization*) и другие алгоритмы, в большей или меньшей степени использующие аналогии с процессами в биологических или физических системах.

Объединяя свойства двух или более разных метаэвристик, получают гибридные алгоритмы, дающие возможность наилучшим образом распределять время между предварительной разведкой участков области поиска (*exploration*) и детальным обследованием наиболее перспективных из этих участков (*exploitation*).

Особый класс составляют метаэвристики для многокритериальной оптимизации, то есть, одновременно по нескольким ПоК. Решением такой задачи является фронт Парето – гиперповерхность в пространстве, координатами которого являются ПоК  $P_1, \dots, P_m$ . Каждая точка на этой гиперповерхности представляет собой решение, оптимальное по Парето, то есть такую совокупность значений ПоК, для которой улучшение значения любого ПоК невозможно без ухудшения значения, по меньшей мере, одного из остальных ПоК.

Обычный способ получения фронта Парето состоит в переходе к задаче оптимизации по одному из ПоК, а значения остальных ПоК фиксируются ограничениями. Задавая разные комбинации значений, фиксированных ПоК, и минимизируя оставшийся свободным ПоК, последовательно находят точки фронта Парето. К настоящему времени разработаны метаэвристики на основе ГА, PSO и других методов, которые, благодаря одновременному действию многих поисковых агентов, позволяют в одном цикле оптимизации находить много точек фронта Парето, тем самым значительно ускоряя процесс его построения.

### Примеры применения ЭМО

#### 1. Аппроксимация передаточной функции с выполнением требований к АЧХ и ФЧХ

При проектировании радиотехнических устройств во многих случаях необходимо выполнять заданные требования одновременно к амплитудно-частотным (АЧХ) и фазо-частотным (ФЧХ) характеристикам. Как известно, передаточная функция (ПФн) цепи, содержащей элементы с сосредоточенными параметрами, имеет вид

$$H(p) = \frac{N(p)}{D(p)}, \quad (2)$$

где  $N(p)$  и  $D(p)$  – полиномы комплексной переменной, корни которых являются, соответственно, нулями и полюсами ПФн.

АЧХ  $K(\omega)$  и ФЧХ  $\Phi(\omega)$  определяются как

$$K(\omega) = |H(j\omega)|; \quad \Phi(\omega) = \arg(H(j\omega)). \quad (3)$$

Выполнение требований к АЧХ необходимо оценивать в полосах пропускания, задерживания и перехода, что требует использования трех ПоК:

- $S_p$  – отклонение значений АЧХ от заданных в полосе пропускания;
- $S_s$  – отклонение значений АЧХ от нуля в полосе задерживания;
- $S_t$  – превышение значений АЧХ допустимого уровня в полосе перехода.

Качество ФЧХ достаточно характеризовать в полосе пропускания. Обычно показателем является неравномерность времени задержки. Присвоим ему обозначение  $S_D$ .

Перечисленные ПоК взаимосвязаны: улучшение одних приводит к ухудшению других. Уменьшение сразу всех показателей возможно путем повышения порядка ПФн. Таким образом, получаем многокритериальную задачу оптимизации – при заданном порядке ПФн минимизировать значения всех ПоК. Ее решением должен быть фронт Парето в пространстве ПоК.

Решение поставленной задачи с применением равноволновой аппроксимации на основе критерия Чебышева и другими традиционными методами возможно лишь в некоторых частных случаях [8, 9]. Это обусловлено тем, что указанные выше ПоК выражаются из ПФн (2) сложным образом и не всегда, а в общем случае их необходимо находить посредством расчета значений АЧХ и ФЧХ во всей полосе частот. Кроме того, целевая функция, получающаяся при переходе к однокритериальной задаче путем фиксации части ПоК, оказывается многоэкстремальной. Поэтому применение ЭМО является единственно возможным способом получения решения в общем случае.

В работе [10] был реализован поиск в пространстве координат полюсов и нулей ПФн с использованием метода адаптивного мултистарта, в котором выбор стартовых точек осуществлялся преимущественно в окрестностях лучших из найденных ЛЭ и выполнялся случайный переход в другие зоны при повторном попадании в уже пройденные ЛЭ. Для уменьшения размерности пространства ПоК задавалось условие  $S_T = 0$ , то есть, АЧХ в полосе перехода не должна превышать некоторый допустимый уровень, например, свое значение в полосе пропускания. При этом значение  $S_T$  входило в ЦФ в виде быстро нарастающего штрафного слагаемого, а фронт Парето строился в пространстве  $(S_p, S_s, S_D)$ .

Предложенный метод позволил получать множества оптимальных по Парето решений для фильтров с различными типами ПФн. В качестве примера в таблице приведены значения ПоК для минимально-фазовых (фильтров нижних частот) ФНЧ 6-го порядка с  $S_s = 0.025$  и разными сочетаниями  $S_p$  и  $S_D$ . Все ПоК определялись по критерию Чебышева, то есть по максимуму отклонения от заданного значения. При расчете  $S_s$  выполнялось условие  $F_s = 2F_p$ , где  $F_s$  – нижняя граница полосы задерживания,  $F_p$  – верхняя граница полосы пропускания.

Значения ПоК для минимально-фазовых ФНЧ 6-го порядка

Случай	$S_p$	$S_p$	$S_D$
1	0.76	0.025	0.024
2	0.60	0.025	0.21
3	0.40	0.025	0.33
4	0.25	0.025	0.48
5	0.15	0.025	0.73
6	0.050	0.025	0.92

На рис. 1 для этих шести случаев приведены графики АЧХ  $K(F)$  и неравномерности времени задержки  $DT(F)$ , нормированной на среднее значение времени задержки. По оси абсцисс отложены значения  $F$  частоты, нормированной на ширину полосы пропускания. Отметим, что в случае 1 фильтр обеспечивает меньшее значение SD, чем фильтр Бесселя, а в случае 6 получен фильтр, близкий по значениям ПоК к фильтру Чебышева 6-го порядка с неравномерностью АЧХ в полосе пропускания, равной 0.25 дБ. Между этими крайними точками происходит постепенное уменьшение  $S_p$  и увеличение  $S_D$ .

Таким образом, применение ЭМО позволяет получать общую картину возможных аппроксимаций ПФн с различными сочетаниями значений ПоК. При этом можно видоизменять определения ПоК, а также сравнивать характеристики фильтров с различными соотношениями количеств полюсов и нулей, в том числе и с неминимально-фазовыми ПФн [11].

## 2. Оптимизация сигнальных созвездий Amplitude-Phase Shift-Keying (APSK) в системах спутниковой связи

Основными факторами, влияющими на ошибки передачи информации по каналам спутниковой связи, являются шум приемника и нелинейные искажения в передатчике, значительный уровень которых был причиной применения в стандарте спутникового ТВ-вещания DVB-S только фазовой модуляции *Quadrature Phase Shift-Keying*<sup>1</sup> (QPSK). В связи с улучшением характеристик каналов связи в стандарте второго поколения DVB-S2

<sup>1</sup>QPSK – *Quadrature Phase Shift-Keying* – квадратурная фазовая манипуляция.

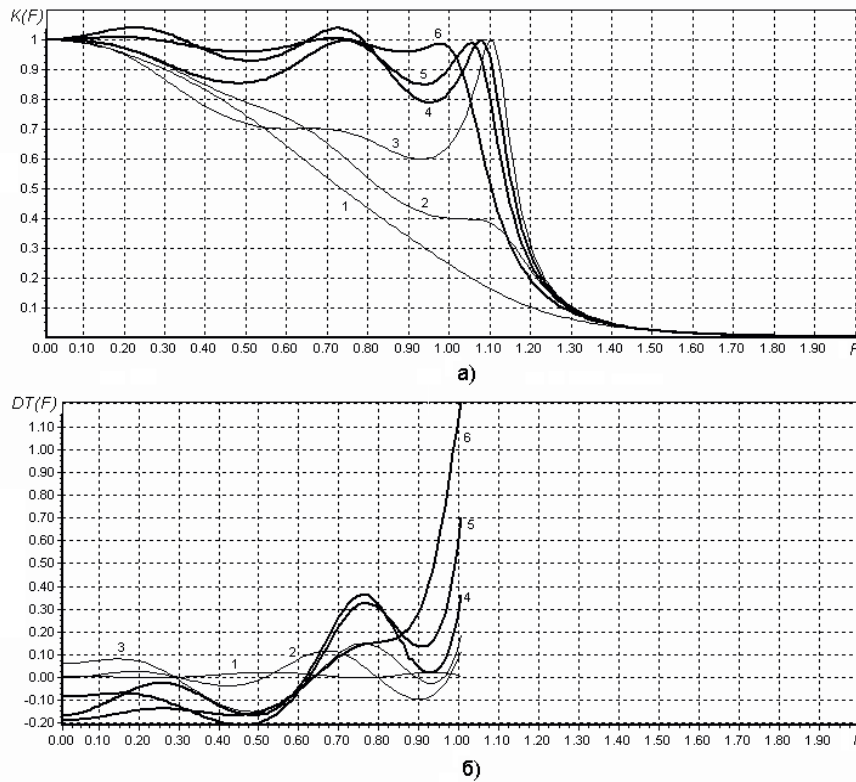


Рис. 1. Графики АЧХ (а) и частотных зависимостей неравномерности времени задержки (б).

предусмотрено использование и двух вариантов амплитудно-фазовой модуляции 16-APSK и 32-APSK, обеспечивающих повышение спектральной эффективности каналов связи. Сигнальные созвездия этих видов модуляции показаны на рис. 2 [12]. Распределение символов по точкам созвездия выполнено в соответствии с кодом Грея – символы соседних точек различаются в одном двоичном разряде.

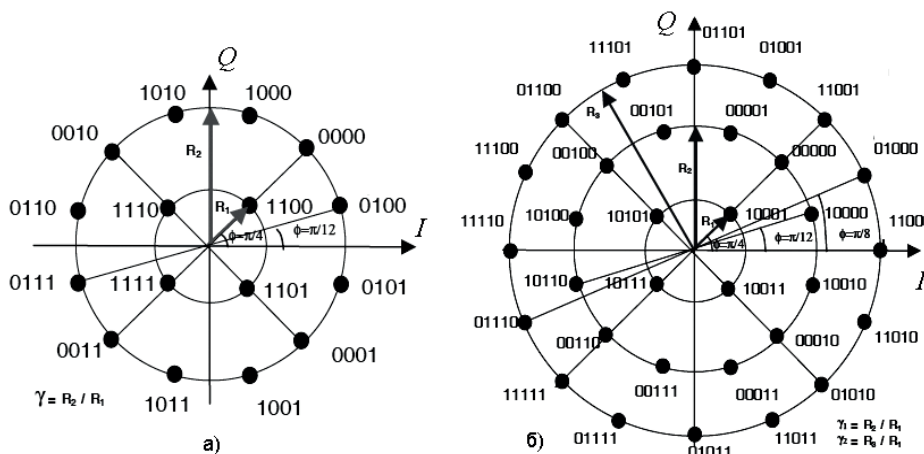


Рис. 2. Сигнальные созвездия модуляции 16-APSK (а) и 32-APSK (б).

Улучшить характеристики каналов связи с APSK можно, оптимизировав расположение точек созвездий и распределение символов по ним. Частота ошибок на выходе приемника без учета помехоустойчивого кодирования определяется величиной PSNR (*Peak Signal Noise Ratio*), где под пиковым значением сигнала следует понимать максимальное

значение символа, а под величиной шума – среднеквадратическое значение разности переданного и принятого символов. Оптимизируемая ЦФ включает только этот ПоК, то есть задача однокритериальная. Размерность пространства поиска определяется количеством коэффициентов  $\gamma$ , определяющих отношения радиусов окружностей, и количеством разных значений фазового угла  $\varphi$ . При этом ЦФ оказывается многоэкстремальной, и необходимо применение ЭМО.

В [13] оптимизацию созвездий APSK производили с применением ГА. В качестве генов брали значения указанных выше координат в пространстве поиска. Каждый индивид в популяции характеризуется набором генов – хромосомой. Процесс поиска включает формирование последовательности поколений. Гены первого поколения обычно задаются случайным образом. Формирование очередного поколения начинается с отбора части хромосом предыдущего поколения, обеспечивающих лучшие значения ЦФ. Затем между отобранными хромосомами выполняется кроссовер – попарное скрещивание, имитирующее половое размножение, в результате которого формируются новые хромосомы, включающие гены от обеих родительских хромосом. Наконец, производятся мутации – случайные изменения некоторых генов. Размер популяции от поколения к поколению не изменяется. Продолжительность поиска задается числом формируемых поколений. Результатом оптимизации является хромосома, обеспечившая наилучшее значение ЦФ, то есть наибольший PSNR. Кратко описанные здесь операции ГА имеют многочисленные вариации [14]. Оптимизацию выполняли в диапазоне значений отношения С/Ш на входе приемника от 0 до 15 дБ при реальной нелинейности характеристики усилителя мощности передатчика. Значение PSNR определяли путем компьютерного моделирования канала связи, на вход которого подавалась псевдослучайная последовательность символов. Координаты точек созвездий задавали в соответствии с генами проверяемой хромосомы текущей популяции. Число хромосом в популяции было равно 80, а число поколений – 130 [13].

В результате экспериментов установлено, что для улучшения среднего PSNR точки созвездий должны располагаться на окружностях неравномерно, внутренняя окружность в случае 16-APSK и средняя окружность в случае 32-APSK должны располагаться ближе к внешней окружности по сравнению со стандартом [12], и распределение символов по точкам созвездия также должно отличаться от стандартного. Выигрыш в PSNR при этом оказался в диапазоне от 3 до 15 дБ в зависимости от величины отношения С/Ш на входе приемника. Дальнейшие исследования авторов показали, что путем частичного отказа от симметрии расположения точек созвездий по квадрантам можно добиться еще некоторого улучшения [15]. Эти результаты неочевидны и не могли быть получены аналитически. Стоит также отметить, что в последней работе сопоставляли результаты, полученные при разных настройках ГА, и среди них наблюдался заметный разброс. Следовательно, эвристические алгоритмы не являются точными в смысле гарантированного нахождения ГЭ, но позволяют найти достаточно хорошие ЛЭ.

### *3. Оптимизация формы импульса Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) РЛС*

Применение OFDM для формирования импульсов РЛС является сравнительно новым методом, в ряде случаев имеющим преимущества перед традиционным основанным на применении линейной ЧМ. В OFDM РЛС-импульс формируется путем соответствую-

ющей модуляции  $N$  взаимно ортогональных несущих колебаний, частоты которых расположены с шагом  $\Delta f$  в пределах выделенной полосы частот. Импульс может содержать  $K$  символов OFDM, в течение каждого из которых параметры модуляции не меняются. В случае фазовой модуляции несущих сигнал OFDM описывается соотношением

$$u(t) = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K A_n r_k(t) \exp(j2\pi n \Delta f t + j\varphi_{n,k}), \quad (4)$$

где  $A_n$  – постоянная амплитуда  $n$ -ной несущей;

$\varphi_{n,k}$  – фаза  $n$ -ной несущей в течение  $k$ -го символа OFDM;

$r_k(t)$  – функция временного окна, выделяющая интервал передачи  $k$ -го символа.

Сигнал (4) далее переносится в заданный диапазон частот.

Для успешного решения задач, стоящих перед РЛС, излучаемые импульсы должны удовлетворять определенным требованиям, причем как во временной, так и в частотной области. К ним, в первую очередь, относятся длительность импульса и ширина полосы частот, занимаемая его спектром. Данные параметры зависят от назначения РЛС и при оптимизации фиксируются как исходные данные. Качество формы импульса РЛС оценивается по уровням боковых лепестков его автокорреляционной функции  $R(\tau)$  двумя ПоК:

- отношение пика максимального бокового лепестка к пику центрального лепестка PSLR (*Peak Sidelobe Level Ratio*);

- отношение суммы пиков боковых лепестков к пику центрального лепестка ISLR (*Integral Sidelobe Level Ratio*).

В случае OFDM задаются также такие связанные друг с другом параметры, как количество несущих и число символов OFDM в импульсе. Важную роль во всех системах с OFDM играет отношение максимальной и средней мощностей огибающей OFDM сигнала PMERP (*Peak-to-Mean Envelope Power Ratio*)

$$PMERP = \frac{\max_n |x(n)|^2}{\sum_n |x(n)|^2}; \quad (5)$$

где  $n$  – номер отсчета огибающей.

Этот ПоК определяет необходимый запас мощности передатчика для передачи без искажений наиболее высоких пиков огибающей OFDM сигнала. Если не принимать никаких специальных мер к заданию значений фаз  $\varphi_{n,k}$ , то при сложении несущих колебаний могут получаться пики, превышающие по мощности средний уровень во много раз. Максимальное значение PMERP тем больше, чем больше число несущих  $N$ . Этой проблеме уделяется большое внимание в системах связи и вещания с OFDM.

Задача минимизации PMERP решалась и применительно к OFDM РЛС. В литературе приводятся ссылки на известные правила задания фаз несущих, применение которых позволяет значительно уменьшить PMERP [16]. Существуют также правила задания фаз, обеспечивающие минимизацию PSLR. Однако все эти известные решения получены при условии использования всех  $N$  несущих и равенстве их амплитуд. Для расширения воз-



возможностей оптимизации формы импульса OFDM РЛС в указанной работе [16] использован ГА, что позволило получить ряд новых полезных результатов.

Во-первых, обеспечена возможность минимизации PMERP и PSLR при использовании части несущих (разреженный спектр OFDM) и при различных значениях амплитуд несущих. Это позволяет в процессе работы исключать несущие, на которых присутствуют помехи, или задавать амплитуды несущих с учетом различий отражательной способности целей на разных частотах. Следует отметить, что в случае использования всех несущих ГА дает результат, несколько худший по сравнению с известными правилами. Если же часть несущих исключить, то значение PMERP, получаемое при применении ГА, почти не меняется, в то время, как результат, получаемый старым методом, значительно ухудшается. Это вполне объяснимо, так как нарушаются условия, для которых были найдены правила задания фаз.

Во-вторых, обеспечена возможность варьирования определений ПоК. Например, в определении PSLR можно учитывать только часть боковых лепестков. Что касается ISLR, то этот ПоК ранее известными методами не минимизировался.

В-третьих, применение ГА дало возможность решать задачу многокритериальной оптимизации для двух ПоК PSLR и PMERP, сразу для трех ПоК PSLR, ISLR и PMERP или для PSLR и ISLR при задании ограничений на величину PMERP. Получаемые в виде фронтов Парето результаты позволяют связать требования к форме импульса с требованиями к мощности передатчика.

Остановимся на деталях использованного в [16] ГА. Так как рассматривалась только фазовая модуляция несущих OFDM, то гены представляли значения фаз  $\varphi_{n,k}$ . Для получения достаточно высокой точности эти значения кодировали 18-битовыми двоичными числами, хотя число возможных значений фазы значительно меньше. Таким образом, например, при  $N = 500$  и  $K = 1$  размер хромосомы составлял 9000 битов. При разных постановках решаемой задачи популяция содержала от 12 до 40 хромосом, эволюция продолжалась от 400 до 10000 поколений и повторялась не менее 20 раз со случайными значениями генов стартовой популяции. В разных случаях задавалась также разная частота мутаций. Для каждого поколения находили минимальное по всем хромосомам значение ЦФ.

При выполнении однокритериальной оптимизации ГА работал так, как было описано в предыдущем примере. В случаях же многокритериальной оптимизации изменялись правила отбора хромосом для формирования следующего поколения. Хромосомы отбирались не только по наилучшему значению ЦФ, но и по принципу разнообразия значений отдельных ПоК, чтобы эволюция продвигалась одновременно к разным точкам фронта Парето.

#### *4. Оптимизация формируемых в системе связи ММО лучей*

В системах связи миллиметрового диапазона вследствие значительного поглощения в атмосфере необходимо применять направленную передачу радиоволн. Малые размеры антенн позволяют реализовать такую передачу с помощью антенных решеток. Одним из перспективных средств связи являются системы ММО (*Multiple Input Multiple Output*), в которых передаваемые сигналы излучаются группой антенн и принимаются несколькими антеннами. В случае систем мобильной связи приемные антенны разнесены на значительные расстояния, и для передачи сигнала каждому пользователю на базовой станции необходимо формировать отдельный луч.

В работе [17] рассмотрена модель системы, содержащей  $M$  передающих и  $N$  приемных антенн.  $N$ -мерный вектор выходных сигналов  $\mathbf{Y}$  связан с  $M$ -мерным вектором входных сигналов  $\mathbf{X}$  соотношением

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{P}{M}} \mathbf{H} \mathbf{V} \mathbf{X} + \mathbf{Z}, \quad (6)$$

где  $P$  – суммарная мощность передатчика;

$\mathbf{Z}$  –  $N$ -мерный вектор помех;

$\mathbf{H}$  – матрица  $N \times M$ , описывающая каналы связи между передающими и приемными антеннами;

$\mathbf{V}$  – матрица  $M \times M$ , описывающая обработку передаваемых сигналов с целью формирования лучей.

Так как характеристики каналов связи, как правило, точно не известны и меняются со временем, то матрицу обработки  $\mathbf{V}$  приходится находить в процессе связи. Процесс передачи информации разбивается на временные интервалы – слоты. В начале каждого слота выполняется настройка формирования лучей для обеспечения требуемого качества связи. При этом на базовой станции каким-либо способом задаются элементы матрицы  $\mathbf{V}$ , а результат контролируется по сигналам обратной связи от мобильных станций. Предлагается использовать ГА для определения матрицы  $\mathbf{V}$  непосредственно в процессе работы системы [17]. Отмечены преимущества такого подхода:

- возможность применения различных вариантов модели системы и различных ПоК без изменения алгоритма оптимизации;
- сокращение времени, затрачиваемого на настройку матрицы  $\mathbf{V}$  и, следовательно, увеличение времени на передачу полезной информации.

В качестве оптимизируемого ПоК в рассматриваемой работе взята полная пропускная способность при передаче от базовой станции к абонентам, определяемая как

$$R(k) = (1 - \alpha \cdot k) \sum_{i=1}^N \log_2(1 + SINR_{ik}), \quad (7)$$

где  $k$  – номер итерации настройки, т.е. поколения ГА;

$SINR_{ik}$  – отношение сигнала к сумме помех и шумов на входе  $i$ -го приемника после выполнения  $k$ -й итерации;

$\alpha$  – коэффициент, учитывающий затраты времени на выполнение каждой итерации настройки формирования лучей, снижающие суммарную пропускную способность. Дополнительно в таком ПоК в ряде экспериментов учитывалось ограничение снизу на значение  $SINR_{ik}$ . При нарушении такого ограничения для какого-либо приемника соответствующее слагаемое в (7) приравнивалось нулю.

Генами в примененном варианте ГА являлись элементы матрицы  $\mathbf{V}$ , а хромосомой – сама эта матрица. Возможные значения генов предварительно были собраны в так называемой кодовой книге (*codebook*), откуда они извлекались алгоритмом. Особенности выполнения операций отбора, кроссовера и мутаций здесь не рассматриваются. В процессе оптимизации значение  $R(k)$  увеличивалось вследствие улучшения направленности лучей

и, следовательно, увеличения значений  $SINR_{ik}$ . После достижения достаточно хорошей настройки рост  $R(k)$  переходил в спад из-за уменьшения множителя перед суммой в (7) при увеличении  $k$ . Этот переход и являлся признаком завершения настройки.

Результаты экспериментов показали, что уровень  $R(k)$ , равный примерно 80% от максимального, достигается за время, в среднем в 5 раз меньшее, чем сам максимальный уровень. Таким образом, ГА позволяет быстро находить близкие к оптимальным решения. Применение такого метода может дать выигрыш в суммарной пропускной способности системы за счет уменьшения затрат времени на настройку формирования лучей.

### **Выводы**

Приведенные примеры, список которых может быть многократно продолжен, продемонстрировали полезные свойства ЭМО:

- способность находить достаточно хорошие ЛЭ в многоэкстремальных задачах со сложным рельефом ЦФ;
- возможность варьировать в широких пределах количество и определения ПоК и другие исходные параметры решаемой задачи;
- возможность получения набора оптимальных по Парето решений в одном цикле поиска.

Применение ЭМО может оказаться полезным для решения широкого круга задач проектирования радиотехнических и телекоммуникационных устройств и систем. Однако на сегодняшний день использование ЭМО в отечественной практике проектирования весьма ограничено.

Первая причина – недостаточный уровень информированности наших специалистов о возможностях и даже о существовании ЭМО. Это связано, в значительной степени, с недостатком учебной и справочной литературы. Помимо уже упомянутой книги [14], можно указать лишь пособия [18, 19], в которых рассматривается только ГА. В то же время количество публикаций, связанных с ЭМО, в мире быстро растет, публикуются монографии и обобщающие статьи, разрабатываются все новые алгоритмы, проводятся их сравнительные испытания [7, 20]. Существующий информационный пробел необходимо заполнить путем написания и опубликования учебников и справочников в печатном и в электронном виде. Кроме того, сведения об ЭМО следует ввести в программы дисциплин, относящихся к численным методам и автоматизации проектирования. Для радиотехнических направлений обучения может быть целесообразным введение, например, в программу подготовки магистров отдельной дисциплины по современным методам оптимизации.

Второй сдерживающий фактор – отсутствие общедоступных средств реализации ЭМО. Написание программы, выполняющей какой-либо эвристический алгоритм, требует серьезной подготовки в области программирования и значительных затрат времени. Существенно упростить эту работу могло бы наличие достаточно универсальной программной рабочей среды (*framework*), дающей пользователю возможность задавать правила расчета ЦФ, количество и диапазоны значений переменных, выбирать и настраивать алгоритм оптимизации. Примером такой рабочей среды может служить один из модулей (*Toolbox*) программы MATLAB, содержащий средства для реализации ГА.

Однако возможности этого модуля ограничены: в нем отсутствуют средства решения многокритериальных задач. Кроме того, традиционный ГА является далеко не самым эффективным ЭМО. Чтобы удовлетворять современным запросам, обсуждаемая программная рабочая среда должна давать возможность использовать гибридные алгоритмы, допускающие при этом ручную или/и автоматическую настройку их параметров, в частности, распределения вычислительных ресурсов между разведкой и обследованием. Разработка соответствующего программного обеспечения вполне может выполняться в университете с привлечением аспирантов и студентов.

### Литература:

1. Гуткин Л.С. Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества. М.: Сов. радио, 1975. 368 с.
2. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под ред. Я.Д.Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.
3. Гилл Ф., Мюррей У., Райт М. Практическая оптимизация: Пер. с англ. М.: Мир, 1985. 509 с.
4. Нинул А.С. Оптимизация целевых функций: Аналитика. Численные методы. Планирование эксперимента. М.: Изд-во Физико-математической литературы, 2009. 336 с.
5. Жиглявский А.А., Жилинскас А.Г. Методы поиска глобального экстремума. М.: Наука, 1991. 248 с.
6. Gotmare A., Bhattacharjee S.S., Paditar R., George N.V. Swarm and evolutionary computing algorithms for system identification and filter design: A comprehensive review // *Swarm and Evolutionary Computation*. 2017. V. 32. P. 68–84.
7. *Handbook of Metaheuristics*. Second Ed. / Eds M. Gendreau, J.-Y. Potvin. Springer, 2010. 648 p.
8. Роудз Дж.Д. Теория электрических фильтров: Пер. с англ. М.: Сов.радио, 1980. 240 с.
9. Трифонов И.И. Расчет электронных цепей с заданными частотными характеристиками. М.: Радио и связь, 1988. 304 с.
10. Смирнов А.В. Оптимальные по Парето аппроксимации передаточных функций электрических фильтров // *Актуальные проблемы гуманитарных и естественных наук*. 2015. № 05 (76). Часть 1. С. 74–78.
11. Смирнов А.В. О влиянии нулей передаточной функции на оптимизированные характеристики электрических фильтров // *Актуальные проблемы гуманитарных и естественных наук*. 2016. № 07 (90). Часть 1. С. 81–86.
12. Digital Video Broadcasting (DVB). Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital transmission system for cable systems (DVB-C2). DVB Document A138, June 2010.
13. Angioi A., Lixia M., Murrioni M. Optimized APSK bit allocation for satellite communication // 5th ASMS and 11th SPSC workshop. Sept. 2010. P. 407–412.
14. Джонс М.Т. Программирование искусственного интеллекта в приложениях: Пер. с англ. М.: ДМК Пресс, 2006. 312 с.
15. Meloni A., Murrioni M. On the genetic optimization of APSK constellations for satellite

broadcasting // URL: <https://arxiv.org/abs/1501.07080v1>, 28 Jan 2015.

16. Lellouch G., Mishra A.K. Design of OFDM radar pulses using genetic algorithm based techniques // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. V.52, Iss.4, Aug. 2016, P. 1953–1966.

17. Guo H., Makki B., Svensson T. A Genetic Algorithm-based Beamforming Approach for Delayconstrained Networks. URL: <https://arxiv.org/abs/1703.03792v1>, 10 Mar. 2017.

18. Рутковская Д., Пилиньский М., Рутковский Л. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы: Пер. с польск. М.: Горячая линия - Телеком, 2006. 452 с.

19. Гладков Л.А., Курейчик В.В., Курейчик В.М. Генетические алгоритмы / Под ред. В.М.Курейчика. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. 320 с.

20. Sorensen K., Sevaux M., Glover F. A history of metaheuristics. URL: <https://arxiv.org/abs/1704.00853v1>, 04 Apr. 2017.

### References:

1. Gutkin L.S. Multiple quality indexes optimization of radio-electronics devices. Moscow: Sovetskoe Radio Publ., 1975. 368 p. (in Russ.).

2. Radio-electronics Systems: Basic of design and theory. Handbook. The 2-nd edition. / Editor D.Ya. Shirman. Moscow: Radiotekhnika Publ., 2007. 512 p. (in Russ.).

3. Gill Ph., Murrey W., Wright M. Practical Optimization. Academic Press, 1981. 509 p.

4. Ninul A.S. Optimization of goal functions: Analytics. Numerical methods. Experiments planning. Moscow: Phisico-matematicheskoi literatury Publ., 2009. 336 p. (in Russ.).

5. Zhigliavskiy A.A., Zhilinskas A.G. Methods of global extremum search. Moscow: Nauka Publ., 1991. 248 p. (in Russ.).

6. Gotmare A., Bhattacharjee S.S., Paditar R., George N.V. Swarm and evolutionary computing algorithms for system identification and filter design: A comprehensive review // Swarm and Evolutionary Computation. 2017. V. 32. P. 68–84.

7. Handbook of Metaheuristics. Second Ed. / Eds M. Gendreau, J.-Y. Potvin. Springer, 2010. 648 p.

8. Rhodes J. D. Theory of electrical filters: John Wiley & Sons, 1976. 240 p.

9. Trifonov I. I. Design of electronic circuits with specified frequency characteristics. Moscow: Radio i svias' Publ., 1988. 304 p. (in Russ.).

10. Smirnov A.V. Pareto-optimal approximations of electric filters transfer functions // Aktual'nyye problemy gumanitarnykh i estestvennykh nauk (Actual problems of the humanities and natural sciences). 2015. № 05 (76). Part 1. P. 74–78. (in Russ.).

11. Smirnov A.V. On effect of transfer function zeros to optimized characteristics of electrical filters // Aktual'nyye problemy gumanitarnykh i estestvennykh nauk (Actual problems of the humanities and natural sciences). 2016. № 07 (90). Part 1. P.81–86. (in Russ.).

12. Digital Video Broadcasting (DVB). Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital transmission system for cable systems (DVB-C2). DVB Document A138, June 2010.

13. Angioi A., Lixia M., Murrioni M. Optimized APSK bit allocation for satellite communication // 5th ASMS and 11th SPSC workshop. Sept. 2010. P. 407–412.

14. Jones M.T. AI Application Programming. Charles River Media, Inc. 2003. 312 p.

15. Meloni A., Murrioni M. On the genetic optimization of APSK constellations for satellite broadcasting // URL: <https://arxiv.org/abs/1501.07080v1>, 28 Jan 2015.
16. Lellouch G., Mishra A.K. Design of OFDM radar pulses using genetic algorithm based techniques // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. V. 52. Iss.4, Aug. 2016. P. 1953–1966.
17. Guo H., Makki B., Svensson T. A Genetic Algorithm-based Beamforming Approach for Delayconstrained Networks. URL: <https://arxiv.org/abs/1703.03792v1>, 10 Mar. 2017.
18. Rutkovskaia D., Pilin'skiy M., Rutkovskiy L. Neural networks, genetic algorithms and fuzzy systems. Moscow: Goryachaya Liniya - Telecom Publ., 2006. 452 p. (In Russ.).
19. Gladkov L.A., Kureichik V.V., Kureichik V.M. Genetic algorithms. Moscow: Phismatlit Publ., 2006. 320 p. (in Russ).
20. Sorensen K., Sevaux M., Glover F. A history of metaheuristics. URL: <https://arxiv.org/abs/1704.00853v1>, 04 Apr. 2017.

*Об авторе:*

*Смирнов Александр Витальевич*, кандидат технических наук, доцент, профессор кафедры телекоммуникационных систем Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «Московский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78)

*About author:*

*Alexander V. Smirnov*, Ph.D. (Engineering), Professor of the Chair of Telecommunication Systems, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, Moscow Technological University (78, Vernadskogo Pr., Moscow, 119454, Russia).